

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 56-115043

(43)Date of publication of application : 10.09.1981

(51)Int.Cl.

H04B 7/06

H04L 1/02

(21)Application number : 55-017806

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

(22)Date of filing : 18.02.1980

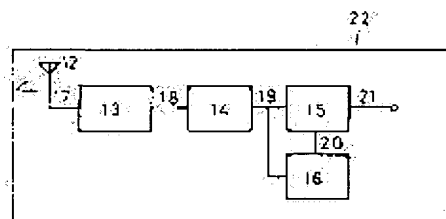
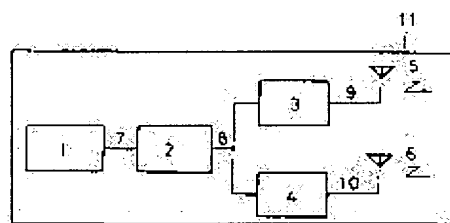
(72)Inventor :
OGOSE SHIGEAKI
MUROTA KAZUAKI
HIRAIDE KENKICHI

(54) TRANSMISSION DIVERSITY COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce occurring frequency of the code error, by securing a simultaneous transmission of a plural number of signals that are obtained by giving a differential conversion to the digital signal with addition of the main modulation given by the differential conversion signal plus an additional modulation.

CONSTITUTION: In the transmission system, the output 7 of the digital generator 1 is supplied to the differential code converting circuit 2. The output 8 received a differential code conversion is divided into two parts and then applied to the transmitters 3 and 4 to receive an additional modulation by the waveforms that satisfy the complementary relation to each other. These modulated outputs 9 and 10 are transmitted at one time through the transmission antennas 5 and 6. In the reception system 2, the reception signal received through the reception antenna 12 is put into the receiver 13, and the output of the receiver is led to the 2-bit delay wave detector 14. The output of 19 of the detector 14 is divided into two parts. One of the divided two outputs is supplied to the clock regenerator 16 to obtain the regenerated clock 20; and the other one is let to the discriminator 15 to receive a discrimination/ decision synchronously with the clock 20 to obtain the discrimination output 21. As a result, the error factor can be improved greatly.



⑬ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭56—115043

⑤ Int. Cl.³

H 04 B 7/06

H 04 L 1/02

識別記号

庁内整理番号

7184—5K

7184—5K

④ 公開 昭和56年(1981)9月10日

発明の数 1

審査請求 有

(全 6 頁)

⑭ 送信ダイバーシティ通信方式

① 特 願 昭55—17806

② 出 願 昭55(1980)2月18日

⑦ 発 明 者 生越重章
横須賀市武1丁目2356番地日本
電信電話公社横須賀電気通信研
究所内

⑧ 発 明 者 室田和昭

横須賀市武1丁目2356番地日本
電信電話公社横須賀電気通信研
究所内

⑩ 発 明 者 平出賢吉

横須賀市武1丁目2356番地日本
電信電話公社横須賀電気通信研
究所内

⑪ 出 願 人 日本電信電話公社

⑫ 代 理 人 弁理士 山本恵一

明 細 書

1. 発明の名称

送信ダイバーシティ通信方式

2. 特許請求の範囲

搬送波帯デジタル通信方式において、送信系では、デジタル信号を差動変換し、差動変換信号により主変調を施し、さらに相互に相補の関係为满足する波形により付加の変調を施した複数の信号を同時に送信し、受信系では、送信系より送信された複数の信号を受信し、受信信号とデジタルデータのくり返し周期の2倍の時間遅延された信号との位相比較による遅延検波復調を行なうことを特徴とする、送信ダイバーシティ通信方式。

3. 発明の詳細な説明

本発明は搬送波帯を用いるデジタル通信において、マルチパスフェーシング等に起因して生じる符号誤りの発生頻度を減少させるための送信ダイバーシティ通信方式に関する。

デジタル角度変調波の復調法として、受信信

号と、受信信号をデジタルデータの繰返し周期だけ遅延させた信号を正弦位相比較により復調する方法は遅延検波方式として公知であり、広く用いられている。この方式により復調を行う場合には特願昭54—023414の送信ダイバーシティ技術が適用可能である。しかし、SCPC形式の無線通信においては、周波数有効利用の観点から、占有帯域幅を狭くし、また帯域外ふく射の抑圧を行う必要があり、搬送波帯もしくは、ベースバンドにおいて帯域制限を行う。このような帯域制限を行った場合、符号間干渉により検波特性が劣化し、ダイバーシティ効果が減少するという欠点があった。

また、逼迫した電波を前提とすると、送信ダイバーシティ通信のための所要帯域の拡大は最小限にとどめねばならず、拡大率の小さい方式を実現することが必要であつた。

従つて本発明は従来の技術の上記欠点を改善することを目的とし、その特徴は、搬送波帯デジタル通信方式において、送信系では、デジタル信号を差動変換し、差動変換信号により主変調を

施こし、さらに相互に相補的關係を満足する波形により付加の変調を施した複数の信号を同時に送信し、受信系では、送信系より送信された複数の信号を受信し、受信信号とディジタルデータのくり返し周期の2倍の時間遅延された信号との位相比較による遅延検波復調を行なうとき送信ダイバシティ通信方式にある。以下図面により実施例を説明する。

第1図は2ブランチ送信の場合に適用した場合の本発明の実施例であつて、1はディジタルデータ発生器、2は差動符号変換回路、3と4は送信機、5と6は送信アンテナ、7はディジタルデータ信号、8は差動符号変換出力、9と10は送信出力、11は送信系、12は受信アンテナ、13は受信機、14は2ビット遅延検波器、15は識別判定器、16はクロック再生器、17は受信信号、18は受信機出力、19は2ビット遅延検波出力、20は再生クロック、21は識別出力、22は受信系である。

第2図(A)、(B)及び(C)は送信機の構成例である。23と24はFM(又はPM)変調器、25と26は搬送波発

生器、27と28は搬送波信号、29と30はFM(又はPM)変調器、31と32は付加変調信号発生器、33と34はFM(又はPM)変調出力、35と36は付加変調信号、37と38はAM変調器である。

次に、実施例について信号の流れに従つてその動作を説明する。送信系11において、ディジタルデータ発生器1の出力7は差動符号変換回路2に入力される。差動符号変換の出力8は2分され、それぞれ送信機3および4に加えられる。送信機3および4において所定の変調が行われその出力9、および10は送信アンテナ5および6から同時に送信される。受信系22については、受信アンテナ12により受信した受信信号17は受信機13に入りその出力18は2ビット遅延検波器14に導かれる。14の出力19は2分され一方はクロック再生器に入力され、再生クロック20を得る。2分された19の一方は識別判定器に導かれ再生クロック20に同期して識別判定し識別出力21を得る。

次に送信器3と4の第2図(A)～(C)の構成例について説明する。

構成例(A)：搬送波発生器25と26の出力である互いに一定の周波数関係を有する搬送波信号27および28はそれぞれFM(又はPM)変調器23および24にそれぞれ導かれ、差動符号変換出力8によりFM(又はPM)変調され、出力9および10を得る。なお、この構成例における付加変調とは中心周波数から、正と負の方向に同じ量だけ搬送波周波数をシフトすることにより相補的な信号関係を得ることにある。

構成例(B)：搬送波発生器25および26より同一周波数の搬送波信号27および28はそれぞれFM(又はPM)変調器23および24にそれぞれ導かれ、差動符号変換出力8によりFM(又はPM)変調され、出力33および34を得る。33および34はFM(又はPM)変調器29および30に導かれ、付加変調信号発生器31および32から発生される互いに相補的關係を有する出力35および36によりFM(又はPM)変調され送信出力9および10を得る。

構成例(C)：搬送波発生器25および26より同一周波数の搬送波信号27および28はそれぞれFM(又はPM)変調器23および24にそれぞれ導かれ、差動符号変換出力8によりFM(又はPM)変調され、出力33および34を得る。33および34はAM変調器37および38に導かれ、付加変調信号発生器31および32より発生する互いに相補的關係を有する出力35および36によりAM変調され、送信出力9および10を得る。

本発明の動作を、簡単のためMSK信号を例にとり2ブランチの送信系について説明する。

2本の送信アンテナから送信されるMSK信号 $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ は

$$\left. \begin{aligned} S_j(t) &= \operatorname{Re} \{ A_j \exp j [\omega_j t + \varphi_m(t) + \phi_j(t)] \} \quad \cdots (1) \\ \varphi_m(t) &= \frac{\pi}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT) dt \quad (j=1, 2) \end{aligned} \right\}$$

と表示できる。ただし、 $\operatorname{Re}\{\}$ は $\{\}$ の実数部をとることを意味した、

A_j ; 局 j の送信信号の振幅

ω_j ; 局 j の搬送波角周波数

$\varphi_m(t)$; 瞬時位相推移

$\phi_j(t)$; 局 j の付加変調により付加される位相

a_n ; データ符号別のマーク, スペースに対応し+1,

-1をとる変数であり, 関数 $g(t)$ は,

$$g(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T), \\ 0 & (\text{それ以外}) \end{cases} \quad \dots (2)$$

である。 T はデータ符号列のくり返し周期である。

$S_i(t)$, $S_d(t)$ がレーレフェージングチャンネルとしてモデル化されるようなマルチパス性伝搬路を経由して受信されたとき受信信号をそれぞれ $r_1(t)$ および $r_2(t)$ とすると,

$$r_i(t) = \operatorname{Re} \{ Z_i \exp j[\omega_i t + \varphi_m(t) + \phi_i(t)] \}, \quad (i=1, 2) \quad \dots (3)$$

と表示できる。 Z_i は複素ガウス変数であり,

$$Z_i = R_i \exp j\theta_i \quad (i=1, 2) \quad \dots (4)$$

ただし, R_i はレーレ分布則に従う包絡線, θ_i は一様分布則に従う位相である(ここでフェージングは準静的であると仮定している)。

式(3)の2つの信号は合成されることにより, 遅延検波器の入力 $r(t)$ は

$$r(t) = r_1(t) + r_2(t) = \operatorname{Re} \{ Z_1 \exp j[\omega_1 t + \varphi_m(t) + \phi_1(t)] + Z_2 \exp j[\omega_2 t + \varphi_m(t) + \phi_2(t)] \}$$

第2図で示した実施例について, 送信機の構成法について $v(t)$ を計算する。

(A)の方法

$$\left. \begin{aligned} \phi_1(t) &= \phi_1(t-2T), \quad \phi_2(t) = \phi_2(t-2T) \\ \omega_1 &= \omega_0 + \Delta\omega, \\ \omega_2 &= \omega_0 - \Delta\omega \end{aligned} \right\} \dots (9)$$

に設定するただし ω_0 は中心受信周波数である。更に

$$\left. \begin{aligned} 2\Delta\omega T &= \pi + 2m\pi \quad (m: 0 \text{ 又は正の整数}), \\ \omega_0 T &= k\pi \quad (k: \text{正整数}) \end{aligned} \right\} \dots (10)$$

とすることにより

$$v(t) = -\frac{1}{2} [R_1^2 + R_2^2 + 2R_1 R_2 \cos(2\Delta\omega t + \theta_1 - \theta_2)] \cdot \cos[\varphi_m(t) - \varphi_m(t-2T)] \quad \dots (11)$$

となり, $2\Delta\omega$ で変化する項はローパスフィルタにより充分小さくすることができるから, $t = \nu T$ (ν : 整数)においては $\cos[\varphi_m(t) - \varphi_m(t-2T)]$ の値は1もしくは-1をとることから

$$v(\nu T) = \left\{ \pm \frac{1}{2} (R_1^2 + R_2^2) \right\} \quad \dots (12)$$

となり, 最大比合成のダイバーシティ受信を行つた場合の検波出力に一致する。この方法を探る場合, 搬送波周波数の配置法は第3図に示す通りで

$$= \operatorname{Re} \{ [Z_1 \exp j[\omega_1 t + \phi_1(t)] + Z_2 \exp j[\omega_2 t + \phi_2(t)]] \}$$

$$\cdot \exp j\varphi_m(t) \}$$

$$= \operatorname{Re} \{ Z(t) \cdot \exp \varphi_m(t) \} \quad \dots (5)$$

となる。ただし, $Z(t)$ は次式で与えられる。

$$Z(t) = Z_1 \exp j[\omega_1 t + \phi_1(t)] + Z_2 \exp j[\omega_2 t + \phi_2(t)] \quad \dots (6)$$

受信機雑音が十分小さいものとする遅延検波出力 $v(t)$ は,

$$v(t) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ Z^*(t) \cdot Z(t-\tau) \cdot \exp[-j(\varphi_m(t) - \varphi_m(t-\tau))] \} \quad \dots (7)$$

となる。上式中で $Z^*(t)$ は $Z(t)$ の共役複素数であり, τ は遅延線による遅延時間である。

2ビット遅延検波では $\tau = 2T$ となるから, 検波出力 $v(t)$ は次式のように表わされる。

$$\begin{aligned} v(t) &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ Z^*(t) \cdot Z(t-2T) \exp[-j(\varphi_m(t) - \varphi_m(t-2T))] \} \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ |Z_1|^2 \exp[-j(\phi_1(t) - \phi_1(t-2T) + 2\omega_1 T)] \\ &\quad + |Z_2|^2 \exp[-j(\phi_2(t) - \phi_2(t-2T) + 2\omega_2 T)] \\ &\quad + Z_1^* Z_2 \exp[-j(\omega_1 t - \omega_2 t + 2\omega_2 T + \phi_1(t) - \phi_2(t-2T))] \\ &\quad + Z_1 Z_2^* \exp[-j(\omega_2 t - \omega_1 t + 2\omega_1 T + \phi_2(t) - \phi_1(t-2T))] \} \exp[-j(\varphi_m(t) - \varphi_m(t-2T))] \} \quad \dots (8) \end{aligned}$$

ある。(T はデータ符号列のくり返し周期)。奇数の局を設置する場合は(a)の配置法に従い, 偶数の局を設置する場合は(b)の配置法に従うものとする。これからわかるように, 遅延時間をデータ符号のくり返し周期に等しくとつた場合の $2/3$ の伝送帯域幅を用いて同等の改善効果を得ることができ。

(B)の方法

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \omega_2 = \omega_0, \\ \omega_0 T &= k\pi \end{aligned} \right\} \dots (13)$$

に設定する。このとき, 検波出力 $v(t)$ は,

$$\begin{aligned} v(t) &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ [R_1^2 \exp[-j(\phi_1(t) - \phi_1(t-2T))] \\ &\quad + R_2^2 \exp[-j(\phi_2(t) - \phi_2(t-2T))] \\ &\quad + R_1 R_2 \exp[-j(\phi_1(t) - \phi_2(t-2T) + \theta_1 - \theta_2)] \\ &\quad + R_1 R_2 \exp[-j(\phi_2(t) - \phi_1(t-2T) + \theta_2 - \theta_1)] \} \\ &\quad \cdot \exp[-j(\varphi_m(t) - \varphi_m(t-2T))] \} \quad \dots (14) \end{aligned}$$

となる。付加変調信号 $M_1(t)$, $M_2(t)$ の例としては,

$$\left. \begin{aligned} M_1(t) &= e^{j\Delta\omega t}, \\ M_2(t) &= e^{-j\Delta\omega t} \end{aligned} \right\} \dots (15)$$

があげられる。 $\Delta\omega$ が (10) 式を満たすとなれば

$$\left. \begin{aligned} \phi_1(t) &= \Delta\omega t \\ \phi_2(t) &= -\Delta\omega t \end{aligned} \right\} \dots (16)$$

となり(A)と同じ形に帰着され、(12)式で示される検波出力を得る。以上付加変調信号の一例をあげたが一般的には

$$\left. \begin{aligned} \exp\{-j[\phi_1(t)-\phi_1(t-2T)]\} &= \pm 1 \\ \exp\{-j[\phi_2(t)-\phi_2(t-2T)]\} &= \pm 1 \\ \exp\{-j[\phi_1(t)-\phi_2(t-2T)+\theta_1-\theta_2]\} \\ &+ \exp\{-j[\phi_2(t)-\phi_1(t-2T)+\theta_2-\theta_1]\} \approx 0 \end{aligned} \right\} \dots (17)$$

(複号同順)

を $\phi_1(t)$, $\phi_2(t)$ が満すような付加変調信号を選べばよい。

(C)の方法

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \omega_2 = \omega_0 \\ \phi_1(t) &= \phi_2(t) = 0 \\ \omega_0 T &= k\pi \end{aligned} \right\} \dots (18)$$

に選定する。付加変調信号の一例として、

$$\left. \begin{aligned} M_1(t) &= \sin pt \\ M_2(t) &= \cos pt \end{aligned} \right\} \dots (19)$$

があげられ、これにより振幅変調を付加的に行うものとすれば、(8)式の Z_1 , Z_2 の代わりに $Z_1 \sin pt$,

$v(\nu T)$ をディジタル的に識別したときの出力を送信側でのデータ信号と一致させるために上記(A)~(C)の各場合とも、送信側でデータ信号に1ビットの差動変換を施した信号を主変調信号としなければならぬ。

また、上記構成例(A)~(C)の他に最近注目されているディジタル信号処理(DSP)技術を用いて送信系を構成することも可能であり、さらに、これ以外の構成方法も考えられる。

最後に、前述した(A)の方法を採った場合の誤り率特性の実例を第4図に示す。図から明らかなように本送信ダイバーシティ通信方式を用いることにより、大幅な誤り率の改善効果が得られる。なお第4図でビットレートは16kbps、フェージングピッチは50Hz、局1の搬送波周波数は69.996MHz、局2の搬送波周波数は70.004MHzであり、横軸の E_b/N_0 は1ビット当りの信号電力(E_b)と雑音電力密度(N_0)の比をしめす。上記説明は主変調によりMSK信号が得られる場合を例にあげて行つたが、2相差動位相変調、多相差動位相変調信号、

$Z_2 \cos pt$ をそれぞれ代入すれば、 $Z^*(t) \cdot Z(t-2T)$ は

$$\begin{aligned} Z^*(t) \cdot Z(t-2T) &= \frac{1}{2} R_1^2 [\cos 2pT - \cos 2p(t-T)] \\ &+ \frac{1}{2} R_2^2 [\cos 2pT + \cos 2p(t-T)] \\ &+ \frac{1}{2} R_1 R_2 [\sin 2pT + \sin 2p(t-T)] \\ &+ \frac{1}{2} R_1 R_2 [-\sin 2pT + \sin 2p(t-T)] \dots (20) \end{aligned}$$

となり、

$$2pT = m\pi \dots (21)$$

に選ぶことにより、

$$\begin{aligned} Z^*(t) \cdot Z(t-2T) &= (-1)^m \frac{1}{2} R_1^2 (1 - \cos 2pt) \\ &+ (-1)^m \frac{1}{2} R_2^2 (1 + \cos 2pt) \\ &+ (-1)^m R_1 R_2 (\sin 2pt) \dots (22) \end{aligned}$$

$2p$ を角周波として時間変動する項をローパスフィルタによつて除去できるので(22)式は

$$Z^*(t) \cdot Z(t-2T) = (-1)^m \frac{1}{2} (R_1^2 + R_2^2) \dots (23)$$

となり、情報項 $\exp\{-j[\phi_m(t) - \phi_m(t-2T)]\}$ の値とをあわせて考えれば、

$$v(\nu T) = \pm \frac{1}{2} (R_1^2 + R_2^2) \dots (24)$$

が得られる。

なお、時刻 $t = \nu T$ (ν :整数)における検波出力

GMSK信号を始めとして遅延検波方式への適用が可能な他の一般のディジタル角度変調信号に対しても同様に適用できる。とくに、送信ベースバンド帯域制限を行つたがMSKすなわちGMSKにおいては特願昭54-081067に示したように2ビット遅延検波方式は帯域制限に伴う符号間干渉の影響を受けにくいため、良好なダイバーシティ効果が得られ、かつ周波数の有効利用が図れるという利点がある。

また、本方式によれば、送信ダイバーシティを行うための伝送帯域幅の拡大を小さくすることが可能となり、ディジタル移動通信に適した送信ダイバーシティ通信方式を実現できる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明通信方式の実施例、第2図(A)、(B)及び(C)は本発明の通信方式の送信機の構成例、第3図は本発明による通信方式の送信機の構成を第2図(A)又は第2図(B)としたときの搬送波周波数の配置法を示す図、第4図は送信機構成を第2図(A)としたときの誤り率特性の測定例を示す。

1 … デジタルデータ発生器, 2 … 差動符号変換回路,
 3, 4 … 送信機, 5, 6 … 送信アンテナ, 7 … デジタルデータ信号, 8 … 差動符号変換出力, 9, 10 … 送信出力,
 11 … 送信系, 12 … 受信アンテナ, 13 … 受信機,
 14 … 2ビット遅延検波器, 15 … 識別判定器,
 16 … クロック再生器, 17 … 受信信号, 18 … 受信機出力,
 19 … 2ビット遅延検波出力, 20 … 再生クロック,
 21 … 識別出力, 22 … 受信系, 23, 24 … FM(又はPM)変調器,
 25, 26 … 搬送波発生器, 27, 28 … 搬送波信号,
 29, 30 … FM(又はPM)変調器, 31, 32 … 付加変調信号発生器,
 33, 34 … FM(又はPM)変調出力,
 35, 36 … 付加変調信号, 37, 38 … AM変調器,

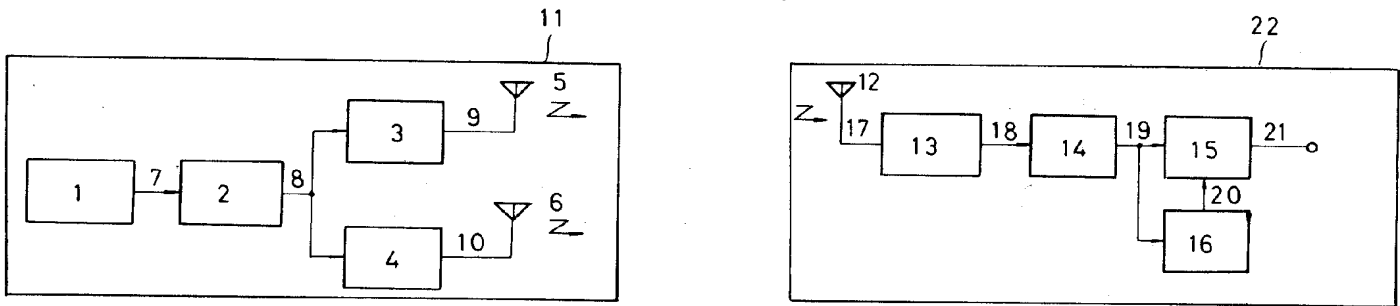
特許出願人

日本電信電話公社

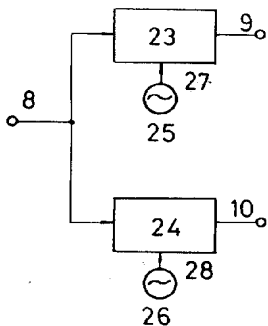
特許出願代理人

弁理士 山本 恵一

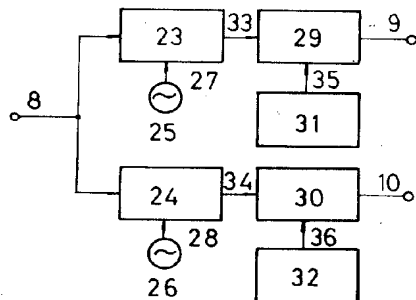
第 1 図



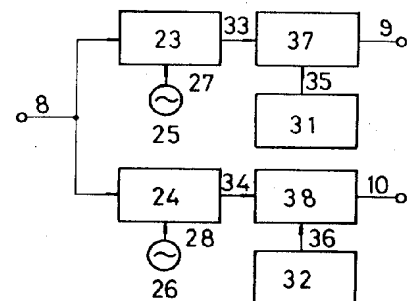
第 2 図(A)



第 2 図(B)

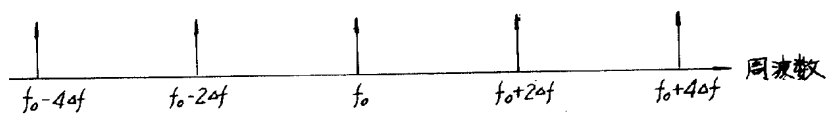


第 2 図(C)

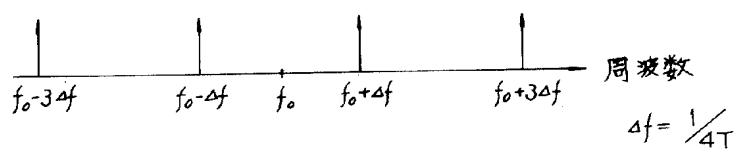


第 3 図

(a)



(b)



第 4 図

